

基于虚拟矢量调制的T型并网变换器 模型预测控制

叶登峰¹, 陈浩²

(1. 丽水市特种设备检测院, 浙江 丽水 323000;
2. 浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 丽水 323000)

摘要:针对传统有限集模型预测控制(FCS-MPC)开关频率不固定、寻优过程计算量大等缺点,提出了一种新型基于离散空间矢量调制的改进型模型预测控制算法,该方法通过采用由实矢量线性组合生成虚拟矢量的方式,实现了在单开关周期内输出多个实矢量和固定的开关频率;通过引入虚拟矢量调制增加了矢量控制集,有效减小了网侧电流纹波,改善了并网电流质量。给出了离散矢量调制的实现方案,并基于一台7 kW的实验样机平台进行了必要的实验验证分析。实验结果表明,与传统的FCS-MPC方法相比,所设计的虚拟矢量调制方法有效提高了网侧电流输出质量,有效抑制了网侧电流纹波并改善了系统动态响应性能。

关键词:T型并网整流器;有限集模型预测控制;虚拟矢量;固定开关频率

中图分类号:TM761 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20020

Model Predictive Control for a T-type Grid-connected Converter Based on Virtual Vector Modulation

YE Dengfeng¹, CHEN Hao²

(1. Lishui Special Equipment Inspection Institute, Lishui 323000, Zhejiang, China;
2. School of Information Engineering, Zhejiang University of Technology,
Lishui 323000, Zhejiang, China)

Abstract: To improve the shortcomings of the traditional finite control set model predictive control (FCS-MPC), that with the disadvantage of unfixed switching frequency and large amount of system calculation. A new type of modified model predictive control based on the discrete virtual vector modulation algorithm was presented. by using the method of the virtual vector generated by real vector linear combination, the presented FCS-MPC method can output more voltage vectors with fixed switching frequency in a single switching period. The ripple of grid-current was effectively reduced and the performance of system was improved. The realization scheme of discrete vector modulation was presented and the necessary experimental verification and analysis were carried out based on a 7 kW experimental prototype platform. The experimental results show that compared with the conventional finite set model prediction method, the designed virtual vector modulation method can effectively improve the output quality of grid-current, effectively suppress the ripple and greatly improve the system dynamic response performance.

Key words: T-type grid rectifier; finite control set model predictive control (FCS-MPC); virtual vector; fixed switching frequency

三相T型并网变换器由于具有网侧电流谐波小、功率密度高、开关器件电压应力低、可靠性高等优势,在电动汽车充电电源与微电网中发挥着越来越重要的作用,其控制性能直接影响到系统

的安全可靠运行。为有效提升并网电流质量且维持直流侧中点电位均衡,有很多学者提出了多种解决方案^[1]。目前主流的控制方案主要包括直接功率控制(DPC)与电压定向控制(VOC)。其中

基金项目:浙江省科研项目(Y201840468)

作者简介:叶登峰(1970—),男,硕士,高级工程师,Email:769605656@qq.com

VOC控制系统的动、静态性能良好,然而控制环路比例积分(PI)参数的优化过程繁琐;而采用DPC控制时,并网性能往往强依赖于较高的控制频率,导致系统开关损耗较大,影响整机效率^[2-3]。

有限集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)作为一种高效的多目标控制算法,规避了并网性能强依赖于传统控制器参数的缺陷,具有易于理解且可实现多目标跟踪等优势,引起了广大学者的普遍关注^[4]。文献[5-6]针对T型三电平并网变换器中点电位波动提出了电流模型预测算法,有效解决了由于负载不平衡或电容容值不等所导致的中点直流波动现象,然而传统的FCS-MPC需要在6个大扇区内分别进行运算最优开关矢量,即在单周期内总计需要进行48次运算,寻优过程复杂导致控制器运算繁琐。此外,传统的有限集模型预测控制由于开关频率不固定导致滤波电感设计复杂,并网电流纹波较大。文献[7]针对T型变换器提出了无差拍电流预测控制,有效抑制了控制延时所导致的并网电流畸变,通过参考电流预测下一时刻期望并网电流,再利用基尔霍夫电压定理生成期望的电压矢量,实现了FCS-MPC的定频控制,然而期望电压选取对于系统采样精度要求较高,启动过程存在较大超调并影响整机的可靠运行。文献[8]提出了基于FCS-MPC算法的T型变换器控制,改善并网电流质量的同时利用多目标跟踪特性实现了中点电位平衡控制,然而与前述文献中存在的问题相同,即开关频率不固定导致网侧电流纹波较大,同时实时跟踪性能较差。

综上所述可以看到,传统FCS-MPC通过电压信号将单周期按照 60° 均分为6个大扇区,每个扇区对应8种不同的开关状态,分别在每个扇区内计算8种不同开关状态下代价函数并选取最小值,从而输出相应的开关序列,寻优过程计算量大,且在单开关周期内只能使能1个开关状态,导致开关频率不固定,造成网侧电流纹波较大。为改善传统FCS-MPC算法的不足,文中提出一种新型的基于离散空间矢量调制的模型预测算法。通过引入虚拟矢量的方式实现了在单个开关周期内输出多个电压矢量,实现固定开关频率控制,改善并网电流纹波。文中给出了基于虚拟矢量的矢量调制及其实现方法,并针对数字控制延时采用了超前一拍预测的延时补

偿算法。文中给出了全面详细的理论设计方案,为三相T型并网变换器提供了一种新型的模型控制策略。

1 T型并网变换器电路拓扑与矢量分布

所采用的三相三电平T型并网变换器的主电路拓扑结构如图1^[9]。其中, $u_{gx}(x=a,b,c)$ 为三相交流电网电压, N 为电压源中性点, L_x 为网侧滤波电感, R_x 为滤波电感的寄生电阻, $S_{x1} \sim S_{x4}(x=a,b,c)$ 为开关管,直流电压输出侧由容值相等的电容 C_1 与 C_2 构成。

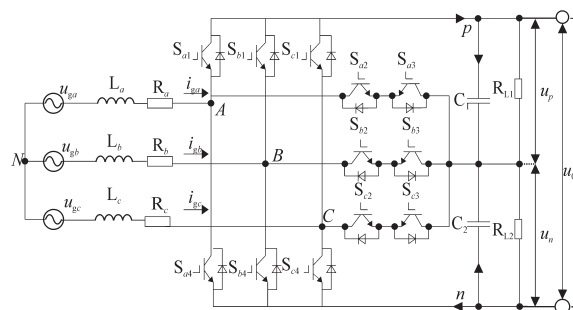


图1 T型并网变换器电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of T-type grid inverter

假设变量 $S_x(x=a,b,c)$ 表示图1中各开关的开关状态,T型并网整流器网侧端电压由电流极性和三相开关状态共同决定,则 x 相端电压的表达式为

$$u_{rxm} = \text{sgn}(i_{gx}) \frac{u_{dc}}{2} (1 - S_x) \quad (1)$$

式中: u_{dc} 为输出电压。

当 x 相开关导通,连接正母线时 $S_x=p$,连接负母线时 $S_x=n$,开关关断, $S_x=0$ 。 $\text{sgn}(i_{gx})$ 为符号函数。

通过Park变换,可得到T型并网变换器的参考电压矢量表达式为

$$U_{ref} = \frac{2}{3} (u_{ram} + u_{rbm} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{rcm} e^{j\frac{4\pi}{3}}) = |U_{ref}| e^{j\omega_s t} \quad (2)$$

式中: ω_s 为电网角频率。

T型并网整流器的电压矢量如图2所示,共有27个有效矢量,但是由于在三相三线制中,不可能出现输入电流同时为正或负的情况,所以三相桥臂可以输出总共25种电平组合。将这25种电平分别代入到电压旋转空间矢量表达式即式(2)中,可以得到T型三电平整流器空间矢量分布如图2所示^[10]。根据电压矢量模值大小可划分为6个大矢量、6个中矢量、6个小矢量和

零矢量,以直流侧电压 u_0 为基准,大矢量的模值对应六边长度为 $2/3$,中矢量长度为 $1/3$,小矢量长度为 $1/3$ 。

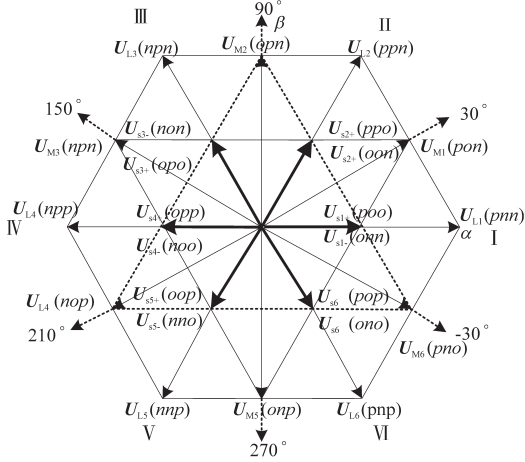


图2 T型三电平并网变换器空间矢量分布图

Fig.2 Space vector distribution of three-level T-type grid-connected inverter

图3给出了当参考电压矢量位于扇区I时的矢量分布图,可以看到当采用传统FCS-MPC时,需要分别计算扇区内8个不同开关状态下的代价函数,从而使能矢量 U_{M1} 或 U_{L2} 其中的一个,然而实际的参考电压矢量位于上述电压矢量之间,导致实际开关序列在上述2个电压矢量之间来回切换,开关状态不连续导致网侧电流纹波增大。SVPWM调制作为三电平变换器主流的调制策略,当系统合成的电压矢量轨迹越接近标准圆,越有利于保证并网性能的正弦化特性,根据控制系统确定期望电压矢量,再通过电压矢量大小区间判断各电压矢量开关作用时间,导致区域划分和区间判别过于复杂,无疑增大了中断时间与程序设计复杂度。

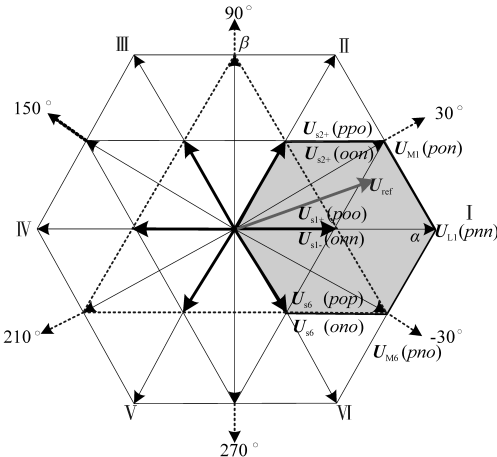


图3 扇区I的电压矢量分布

Fig.3 Voltage vectors distribution of sector I

2 FCS-MPC控制原理

2.1 T型并网变换器离散数学模型

根据图1所示电路拓扑结构,首先可以得到电路回路在三相静止坐标系下的状态表达式为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_{gx} 为三相并网电压; i_{gx} 为并网变换器的输出电流; u_{xn} 为交流输入侧电压, $x=a,b,c$ 。

将Park变换引入式(3)中则可列写在 α - β 坐标系下的状态空间方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_{g\alpha}}{dt} = u_{g\alpha} - Ri_{g\alpha} - u_{\alpha n} \\ L \frac{di_{g\beta}}{dt} = u_{g\beta} - Ri_{g\beta} - u_{\beta n} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $i_{g\alpha}, i_{g\beta}$ 分别为并网电流在 α - β 坐标系下的 α, β 轴分量; $u_{g\alpha}, u_{g\beta}$ 分别为三相并网电压在 α - β 坐标系下的 α, β 轴分量; u_{α}, u_{β} 分别为输出电压在 α - β 坐标系下的 α, β 轴分量。

将式(4)离散化可得:

$$\begin{cases} L \frac{i_{g\alpha}(k+1) - i_{g\alpha}(k)}{T_s} = u_{g\alpha}(k) - Ri_{g\alpha}(k) - u_{\alpha n}(k) \\ L \frac{i_{g\beta}(k+1) - i_{g\beta}(k)}{T_s} = u_{g\beta}(k) - Ri_{g\beta}(k) - u_{\beta n}(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $i_{g\alpha}(k), i_{g\beta}(k)$ 分别为并网电流在 kT_s 时刻的采样值在 α - β 坐标系下的 α, β 轴分量; $i_{g\alpha}(k+1), i_{g\beta}(k+1)$ 分别为 $(k+1)T_s$ 时刻的采样值的 α, β 轴分量; $u_{g\alpha}(k), u_{g\beta}(k)$ 分别为三相并网变换器输出电压在 α - β 坐标系下的 α, β 轴分量。

根据式(5)可得在 $k+1$ 时刻网侧电流的预测值为

$$\begin{cases} i_{g\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{g\alpha}(k) - Ri_{g\alpha}(k) - u_{\alpha n}(k)] + i_{g\alpha}(k) \\ i_{g\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{g\beta}(k) - Ri_{g\beta}(k) - u_{\beta n}(k)] + i_{g\beta}(k) \end{cases} \quad (6)$$

2.2 面向T型变换器的FCS-MPC

基于传统FCS-MPC算法的三相三电平T型并网变换器控制结构框图如图4所示,通过实时检测电网电压 u_{sx} 、并网电流 i_{sx} 与直流侧电压 u_{op}, u_{on} ,经过Clarke坐标变换后生成 $u_{s\alpha}, u_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$,通过锁相环得到电网相角,按照 60° 将单周期均分

为6大扇区,在每个区间内根据开关管状态的不同共有8种不同的开关序列([000],[001],[010],[011],[100],[101],[110],[111]),根据系统工作于这8种不同的开关状态下,在每个区间比较不同开关序列下代价函数的大小,选中当代价函数取最小值时对应的开关序列,进而驱动开关管。因此,传统FCS-MPC需要在6个区间内进行48次运算,直接驱动开关管。可以看到,传统模型预测不需载波,不需要进行控制器参数繁杂的设计过程,但在单周期内只能使能单一的开关状态,因此开关频率不固定,开关切换不平滑,有可能导致网侧电流畸变严重^[4]。

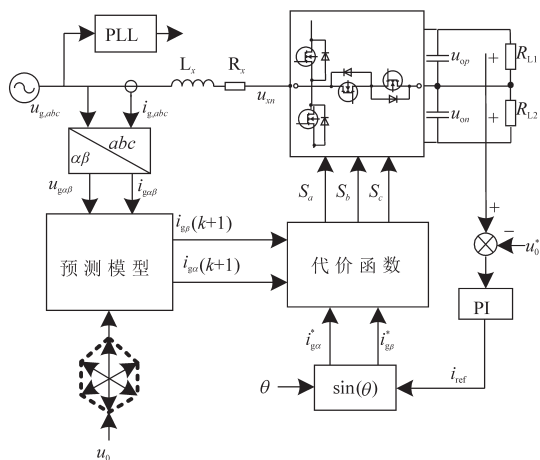


图4 T型并网变换器的FCS-MPC控制框图

Fig.4 Control block diagram of T-type grid-connected converter with FCS-MPC

为改善传统模型预测算法的上述不足,文中在此结合 SVPWM 调制特性,提出一种新型的基于虚拟矢量调制的模型预测方法。采用电流误差的平方总和作为最优函数指标,电流代价函数指标 $g(i)$ 方程为

$$g(i) = \Delta i_{g\alpha}^2 + \Delta i_{g\beta}^2 \\ = \left[i_{g\alpha}^* - i_{g\alpha}(k+1) \right]^2 + \left[i_{g\beta}^* - i_{g\beta}(k+1) \right]^2 \quad (7)$$

2.3 虚拟电压矢量调制策略

传统的FCS-MPC控制中,在单周期内只有单个电压矢量作用,开关切换不连续,进而导致网侧电流输出纹波较大,系统输出性能往往严重依赖于较高的采样频率或较大的滤波电感^[10-11]。为改善上述缺陷,文中将虚拟电压矢量调制与FCS-MPC相结合,通过扩展单周期内的电压矢量控制数目,使得实际控制中能使更多的电压矢量,从而改善网侧电流跟踪性能。

文中在此引入的虚拟电压矢量调制如图5所示,从图5可以看出,当参考电压矢量位于第I扇

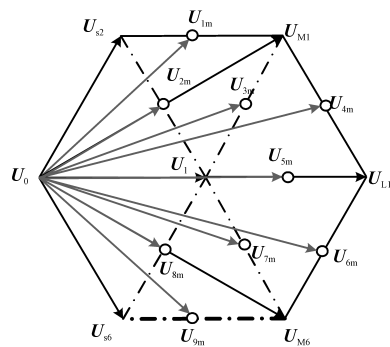


图5 扇区 I 内虚拟矢量分布

Fig.5 Virtual vector distribution within sector I

区时共有17个电压矢量,除了T型变换器自身的7个电压外,进一步利用7个电压矢量合成了9个虚拟的电压矢量,即在单开关周期内有效的电压矢量状态由7个扩展为17个,有效增大了传统FCS-MPC中的电压矢量控制集,实现了电压矢量之间的连续切换。

表1给出了当参考电压矢量位于扇区 I 时的虚拟矢量合成方法,当参考电压矢量位于其他扇区时合成方法与扇区 I 类似。

表1 扇区 I 内虚拟矢量

Tab.1 Virtual vectors in sector I

虚拟矢量	合成方式	三相占空比
U_{1m}	$0.5U_{s2}+0.5U_{M1}$	$0.5T_s, 1, 0.5T_s$
U_{2m}	$0.5U_0+0.5U_{M1}$	$0.5T_s, 0.5T_s, 1$
U_{3m}	$0.5U_{s2}+0.5U_{L1}$	$0.5T_s, 0.5T_s, 0$
U_{4m}	$0.5U_{M1}+0.5U_{L1}$	$0.5T_s, 0, 0.5T_s$
U_{5m}	$0.5U_{s1}+0.5U_{L1}$	$0.5T_s, 0.5T_s$
U_{6m}	$0.5U_{L1}+0.5U_{M6}$	$0, 0.5T_s, 0.5T_s$
U_{7m}	$0.5U_{L1}+0.5U_{M6}$	$0, 0.5T_s, 0.5T_s$
U_{8m}	$0.5U_{s1}+0.5U_{s6}$	$0, 0.5T_s, 0$
U_{9m}	$0.5U_{s6}+0.5U_{M6}$	$0, 0, 0.5T_s$

2.4 控制延时补偿

当采用数字控制时,由于需要进行中断计算和比较寄存器更新,因此不可避免地导致系统存在1拍延时,导致网侧电流波形质量下降。为了改善网侧电流波形质量,在此采用超前预测系统在第 $k+2$ 时刻的网侧电流,引入延时补偿后的代价函数表达方程为

$$J = \Delta i_{\alpha}^2 + \Delta i_{\beta}^2$$

$$= \left[i_{\alpha}^* - i_{\alpha}(k+2) \right]^2 + \left[i_{\beta}^* - i_{\beta}(k+2) \right]^2 \quad (8)$$

采用拉格朗日外推法用以补偿参考信号跟踪延时。根据拉格朗日外推法 n 阶公式的实际电流参考信号计算下一时刻电流参考值,其表达式为

$$i_{gm}^*(k+1) = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \begin{bmatrix} n+1 \\ l \end{bmatrix} i_{gm}^*(k+l-n) \quad (9)$$

式中: m 为 α - β 坐标下的电流分量, $m=\alpha,\beta$ 。

当 $n=2$ 时,式(9)可变换为

$$i_{gm}^*(k+1) = 3i_{gm}^*(k) - 3i_{gm}^*(k-1) + i_{gm}^*(k-2) \quad (10)$$

可以看出,要得到未来下一时刻的电流预测值,可将式(9)中时序前移得到:

$$i_{gm}^*(k+2) = 3i_{gm}^*(k+1) - 3i_{gm}^*(k) + i_{gm}^*(k-1) \quad (11)$$

将式(11)代入式(10),可得:

$$i_{gm}^*(k+2) = 6i_{gm}^*(k) - 8i_{gm}^*(k-1) + 3i_{gm}^*(k-2) \quad (12)$$

采用拉格朗日外推法,未来下一时刻的电流参考信号即可利用当前电流与前两时刻的电流参考信号加权得到,此时再代入代价函数选取最优,则最终输出的开关序列规避了PWM更新延时的影响。

3 实验验证分析

在理论分析的基础上,为验证文中控制策略的正确性,在实验室搭建了一台满额功率为7 kW的实验样机模型。实验参数为:并网电压 $u_{gx}=380$ V,寄生电阻 $R=0.1$ Ω ,滤波电感 $L=2.5$ mH,直流侧滤波电容 $C_1=C_2=1\ 080$ μ F,纯阻负载 $R_{L1}=R_{L2}=40$ Ω ,采样频率 $T_s=0.000\ 025$ s,直流电压 $u_0=800$ V,并网实验结果如图6~图8所示。

图6给出了采用传统FCS-MPC策略下并网电流输出响应波形,可以看到满载运行时,并网电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)为2.89%,随着电流减小在半功率运行时,电流THD高达4.50%。

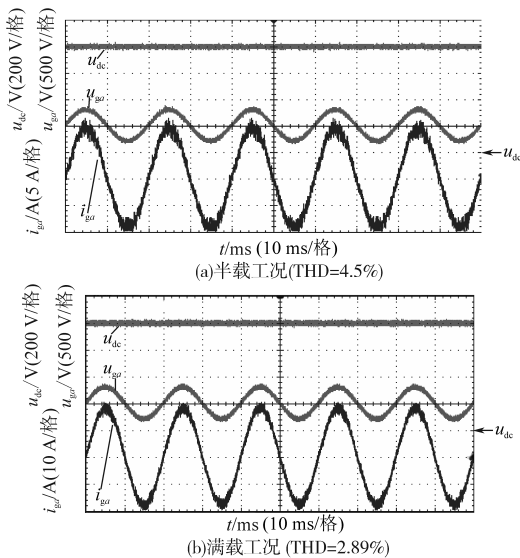


图6 采用FCS-MPC时,静态响应波形

Fig.6 Static response waveforms when the FCS-MPC adopted

图7给出了采用文中改进型离散虚拟矢量调制下的输出响应波形。通过对比可以看出,当采用文中改进型FCS-MPC时,满载运行工况下并网电流THD由2.89%减小至1.47%,半载运行时THD由4.50%减小至2.89%,网侧电流输出性能较传统FCS-MPC得到显著改善,并网电流输出电流纹波得到有效抑制,有效说明了文中策略的优越性。

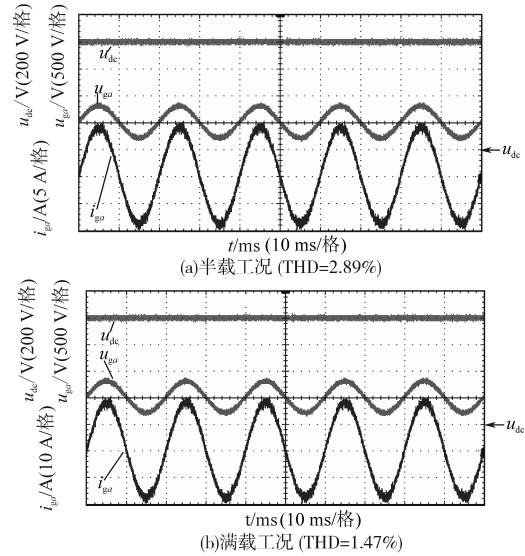


图7 采用虚拟矢量调制时,静态响应波形

Fig.7 Static response waveform with virtual vector modulation

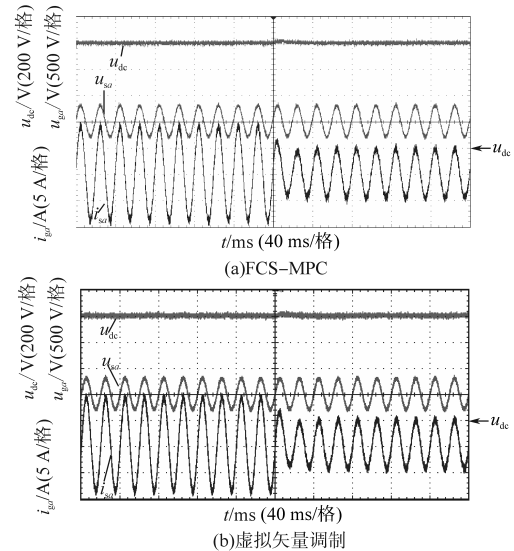


图8 动态响应波形

Fig.8 Dynamic response waveform

图8给出了给定系统功率由满额切换至半额运行暂态响应波形。比较图8a和图8b,可以看到直流电压的瞬态响应在很大程度上是一致的,几乎没有超调,在负载瞬态变化50%的工况下经0.008 s达到稳态,但所提出的虚拟矢量调制型控

制电流谐波较低。综上所述可以看出,文中设计的控制方案无论在正常工况还是在功率突变工况下均能快速准确地跟踪电网电压,保证了并网电流具有优良的稳态与暂态性能。

4 结论

针对传统FCS-MPC缺陷,本文提出一种改进型虚拟电压矢量调制策略并应用于三相三电平T型并网整流器中,该方案有效地结合了FCS-MPC与虚拟电压矢量调制的优势,通过利用引入虚拟矢量,有效增加了单周期内的可用电压矢量控制集,并实现了在单周期内多个电压矢量输出,实现了固定开关频率控制,减小了网侧输出电流纹波,改善了网侧电流品质。实验验证了控制方案的可靠性。结果表明,提出的改进型模型预测控制方案网侧电流谐波畸变率小,系统暂态响应快速,具有较好的抗干扰能力;表明了控制方案的可靠性,为三相T型并网变换器提供了一种新型、全面、高效的控制方案。

参考文献

- [1] 薛彪,袁斌华,苏礼,等.基于比例重复的T型三电平并网变换器控制研究[J].电气传动,2018,48(1):28-31.
- [2] 王美龄,王丽梅,孙永亮.一种基于模型预测控制的T型三电平逆变器中点电位平衡控制方法[J].电气工程学报,2015,10(9):66-72.
- [3] 郭利辉.T型三电平逆变器无差拍电流预测和中点平衡控制方法[J].电力系统保护与控制,2016,44(18):127-132.
- [4] Dang C L, Tong X Q, Huang J J, et al. The neutral point-potential and current model predictive control method for Vienna rectifier [J]. Journal of the Franklin Institute, 2017, 354 (17) : 7605-7623.
- [5] 郑诗程,胡青松,彭勃.T型三电平拓扑及其中点电位平衡控制策略[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(12):63-68.
- [6] 陈素华.T型三电平并网逆变器模型预测控制技术研究[J].科技通报,2016,32(6):76-79,83.
- [7] 郭利辉.T型三电平逆变器无差拍电流预测和中点平衡控制方法[J].电力系统保护与控制,2016,44(18):127-132.
- [8] Wang X D, Zou J X, Ma L, et al. Model predictive control methods of leakage current elimination for a three-level T-type transformerless PV inverter[J]. IET Power Electronics, 2018, 11 (8) : 1492-1498.
- [9] 冯腾,康龙云,胡毕华,等.基于无差拍控制的T型三电平逆变器中点电位平衡策略[J].电工技术学报,2018,33(8):1827-1834.
- [10] 范谱林,张立炎.T型三电平并网逆变器的控制方法研究[J].通信电源技术,2015,32(4):19-21.
- [11] Yang Y, Wen H Q, Fan M D. A fast finite-switching-state model predictive control method without weighting factors for T-type three-level three-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(3): 1298-1310.

收稿日期:2019-03-11

修改稿日期:2019-05-30